

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-106577

(43)Date of publication of application : 11.04.2000

(51)Int.Cl.

H04L 27/22

H04B 1/26

H04L 1/00

H04L 27/14

(21)Application number : 10-275352

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

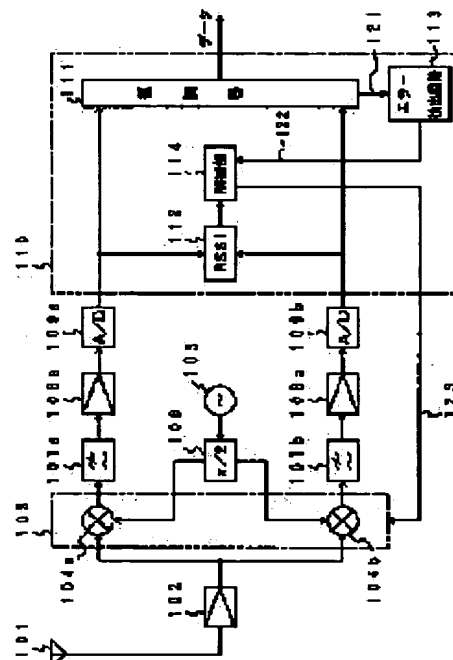
(22)Date of filing : 29.09.1998

(72)Inventor : TSURUMI HIROSHI
YAMAJI TAKAFUMI
OGURA MIYUKI**(54) METHOD FOR COMPENSATING DISTORTION OF FREQUENCY CONVERTER AND RADIO RECEIVER**

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a radio receiver with a distortion compensation function that ensures excellent linearity without causing increase in adjustment components and increase in a consumed current that leads to an increased cost of a frequency converter.

SOLUTION: An IQ frequency converter 103 receives an RF signal from an antenna 101 and converts the frequency of the signal into a lower frequency by using two orthogonal reference signals generated by a local oscillator 105 and a p/2 phase shifter 106. A/D converter 109a, 109b convert the signal into a digital signal and a digital signal processing section 110 conducts demodulation of the signal through digital processing in a direct conversion receiver. The direct conversion receiver has a control section 114 that gives a distortion control signal 123 for changing secondary distortion to the IQ frequency converter 103 when an error detection circuit 113 detects a reception error of the RF signal consecutively for a prescribed number of times from an output of a demodulator 111.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination] 09.05.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3545615
[Date of registration] 16.04.2004
[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]
[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]
[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-106577

(P2000-106577A)

(43)公開日 平成12年4月11日(2000.4.11)

| (51)IntCl. ⁷ | 識別記号 | F I | テマコード*(参考) |
|-------------------------|-------|---------------|-------------|
| H 0 4 L | 27/22 | H 0 4 L 27/22 | Z 5 K 0 0 4 |
| H 0 4 B | 1/26 | H 0 4 B 1/26 | B 5 K 0 1 4 |
| H 0 4 L | 1/00 | H 0 4 L 1/00 | E 5 K 0 2 0 |
| | 27/14 | 27/14 | J |

審査請求 未請求 請求項の数5 O L (全 15 頁)

(21)出願番号 特願平10-275352

(22)出願日 平成10年9月29日(1998.9.29)

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 鶴見 博史

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株

式会社東芝研究開発センター内

(72)発明者 山路 隆文

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株

式会社東芝研究開発センター内

(74)代理人 100058479

弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

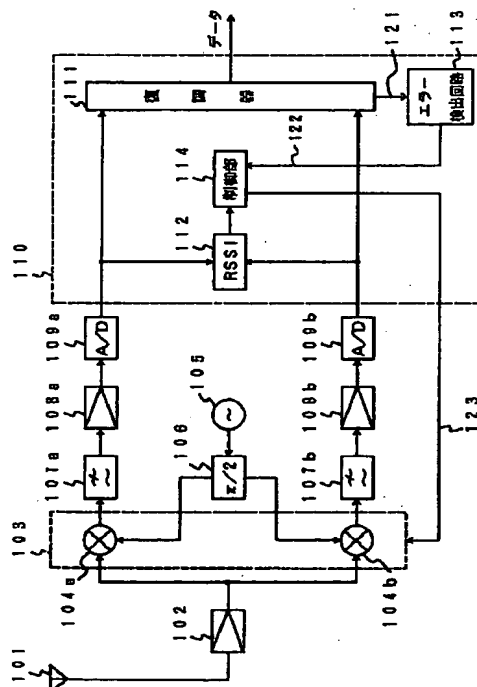
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 周波数変換器の歪補償方法及び無線受信装置

(57)【要約】

【課題】周波数変換器に対してコスト高の原因となる消費電流の増加や調整部品の増加を招くことなく、良好な線形性を確保することを可能とした歪補償機能を有する無線受信装置を提供する。

【解決手段】アンテナ101からの受信RF信号をI Q周波数変換器103に入力して、ローカル発振器105と $\pi/2$ 移相器106で生成される直交する二つの基準信号により低い周波数に変換した後、A/D変換器109a、109bでデジタル信号に変換し、デジタル信号処理部110でデジタル処理により復調を行うダイレクトコンバージョン受信機において、復調器11の出力からエラー検出回路113によりRF信号の受信エラーが所定回数連続して検出されたとき、I Q周波数変換器103に対して2次歪量を変化させるための歪量制御信号123を送出する制御部114を有する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】受信された高周波信号を低い周波数に変換する周波数変換器を含む無線受信装置において、前記高周波信号の受信エラーが連続して所定回数検出されたとき、前記周波数変換器を歪量が変化するように制御することを特徴とする周波数変換器の歪補償方法。

【請求項2】情報信号により変調された高周波信号を受信する受信手段と、

基準信号を発生する基準信号源と、

前記受信手段により受信された高周波信号を前記基準信号により低い周波数に変換して出力すると共に、外部からの制御によって歪量が変化するように構成された周波数変換器と、

前記周波数変換器から出力される出力信号を受けて前記情報信号を復調する復調手段と、

前記復調手段の出力から前記高周波信号の受信エラーを検出するエラー検出手段と、

前記エラー検出手段により所定回数連続して受信エラーが検出されたとき、前記周波数変換器を歪量が変化するように制御する制御手段とを備えたことを特徴とする無線受信装置。

【請求項3】情報信号により変調された高周波信号を受信する受信手段と、

直交する第1および第2の基準信号を発生する基準信号源と、

前記受信手段により受信された高周波信号を前記第1および第2の基準信号により低い周波数に変換して出力すると共に、外部からの制御によって歪量が変化するように構成された第1および第2の周波数変換器と、

前記第1および第2の周波数変換器から出力される出力信号を受けて前記情報信号を復調する復調手段と、

前記復調手段の出力から前記高周波信号の受信エラーを検出するエラー検出手段と、

前記エラー検出手段により所定回数連続して受信エラーが検出されたとき、前記第1および第2の周波数変換器を歪量が変化するように制御する制御手段とを備えたことを特徴とする無線受信装置。

【請求項4】前記受信手段から受信する高周波信号の受信電界強度を測定する受信電界強度測定手段を有し、

前記制御手段は、該制御手段の制御範囲内で前記周波数変換器が発生する歪の最大値に所定の所望波対歪比を加えた値の前記受信手段の入力換算値に比較して前記受信電界強度測定手段で測定された受信電界強度が小さい場合に、前記周波数変換器を歪量が変化するように制御することを特徴とする請求項2または3に記載の無線受信装置。

【請求項5】前記制御手段は、前記制御のためにデジタル信号からなる制御信号を出力するように構成され、該制御信号をその初期値の両隣のポイントから順次離れたポイントに向けて変化させることを特徴とする請求項

2乃至4のいずれか1項に記載の無線受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル移動通信システムにおける携帯端末で用いられるダイレクトコンバージョン受信方式に適した周波数変換器の歪補償方法及びこれを用いた無線受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、移動通信の発展に伴い、携帯端末の小形化・低価格化に対する要求が強まっている。このような携帯端末では、特に無線受信部の小形化・低価格化が重要な課題である。受信無線部の小形化を実現するには、超小形の回路部品を高密度実装する方法と、大型部品を使用しないで済む受信方式を使用する方法の二通りが考えられる。前者は、超小形部品が一般に価格が通常の部品よりも高くなるため、受信機の低価格化にはつながらない。従って、価格面を考慮すると、後者の大型部品を使用せずに済む受信方式を使用することが望ましい。

【0003】このような受信無線部の小形化・低価格化を実現することができる受信方式の一つとして、ダイレクトコンバージョン受信方式が知られている。ダイレクトコンバージョン受信方式は、受信RF信号をこれと同じ周波数を持つローカル信号によってミキシングし、直接ベースバンドに周波数変換して復調を行う受信方式であり、その基本構成を図13に示す。

【0004】アンテナ1301で受信されたRF信号は、高周波増幅器1302で増幅された後、2チャンネルに分けられて二つの周波数変換器（ミキサ）1303a、1303bに入力され、ローカル発振器1305と $\pi/2$ 移相器1306とにより生成される、受信RF信号の搬送波周波数と同じ周波数で90°の位相差を持つ二つのローカル信号（基準搬送波信号）とミキシングされることにより、90°の位相差を有する二つのベースバンド信号に変換される。これらのベースバンド信号は、ローパスフィルタ1307a、1307bをそれぞれ通過した後、ベースバンド増幅器1308a、1308bによって増幅される。ベースバンド増幅器1308a、1308bの出力信号は、A/D変換器1309a、1309bでデジタル信号に変換された後、デジタル信号処理部1310に入力され、デジタル信号処理によって復調が行われる。

【0005】このようにダイレクトコンバージョン受信方式は、RF信号を直接ベースバンドに周波数変換するため、中間周波数を持たず、原理的にイメージ応答が存在しないことにより、スーパーヘテロダイン受信方式のRF段に通常使用されているイメージ除去用の急峻なフィルタが不要であり、またベースバンドのチャンネル選択用のフィルタをLSI化可能なことなどの点から、低価格で実現できるという利点がある。

【0006】しかし、ダイレクトコンバージョン受信方式をQPSK、 $\pi/4$ -QPSKといった信号包絡線に振幅成分が存在する変調方式を用いた無線通信システムに適用する場合、以下のような問題点がある。図14は、この問題点を説明するための図であり、(a)は所望波と干渉波とのレベル関係、(b)周波数変換後の所望波と2次歪の関係をそれぞれ示している。無線通信システムでは、図14(a)に示すように受信する所望波1401の他に、システム周波数帯域内に干渉波1402が存在する。このとき、所望波1401と干渉波1402のレベル差、すなわち所望波対干渉波比(D/I)としては、図14(a)に示すように50~60dB以上の値を実現できる必要がある。

【0007】このように干渉波1402が所望波1401に対して非常に大きい場合には、干渉波1402によって非線形歪が発生する。通常、スーパーヘテロダイン受信方式では3次歪が問題となるが、ダイレクトコンバージョン受信方式では非線形歪として主に2次歪が発生する。

【0008】図15に、2次歪が発生する周波数変換器(ミキサ)の概要を示す。周波数変換器1303a(1303b)は、RF入力ポートに入力されるRF信号をローカル入力ポートに供給されるローカル信号とミキシングする。ダイレクトコンバージョン受信機では、RF信号とローカル信号がほぼ同じ周波数であり、ミキシングされた出力はベースバンド(BB)帯域に周波数変換され、BB出力ポートから出力される。

【0009】ここで、RF入力ポートに図14(a)に示したような所望波1401と干渉波1402が入力された場合のBB出力ポートの出力は、図14(b)に示すようになる。すなわち、干渉波1402と周波数変換器1303a(1303b)の非線形性によって発生した2次歪1404が周波数変換後の所望波1403に重畳する。所望波1403がQPSK信号の場合、所定の受信性能を確保するためには、周波数変換後の所望波1403と2次歪1404との比、すなわち所望波対歪比D/Uを15dB以上にとる必要がある。

【0010】このような2次歪は、一般に振幅変調信号を取り扱うシステムにおいて問題となり、周波数変調信号を使用する無線通信システムにおいては、特に問題とはならない(例えば、文献1: R. G Meyer, M. J. Shensa, R. Eschenbach: "Cross Modulation and Intermodulation in Amplifiers at High Frequencies" IEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-7, No. 1, pp. 16, 23 February 1972参照)。

【0011】近年、携帯電話システムやコードレス電話システム等の無線通信システムで採用されている、QPSK、 $\pi/4$ -QPSK等の帯域制限を受けた線形変調方式では、信号成分が振幅成分を持っているため、FM、FSKといった定包絡線変調方式と比べて、2次歪

を生じやすいという問題がある。このような振幅成分を持つ変調方式が使用されている無線通信システムにおいては、ダイレクトコンバージョン受信機における周波数変換器は、2次歪によって特に隣接チャネル感度抑圧特性を満足することが非常に困難になる。

【0012】周波数変換器での2次歪は、所望波の周波数fDと干渉波の周波数fIの周波数関係に依存せずに発生するため、この周波数関係を調整するだけでは解決できず、周波数変換器自体の線形性を高めることが必須となり、その手法が種々考案されている。しかし、前述した50~60dBの所望波対干渉波比D/Iと15dB以上の所望波対比D/Uを実現するには、2次歪に対する線形性(IM2)として65~75dBの値を実現する必要がある。この線形性は非常に大きい値であり、温度特性変化、その他の使用環境に変化を考慮すると、常に満足することは難しい。仮に、この値を実現できたとしても、回路の消費電流の増加を招いたり、調整部品の増加によるコスト高を招く結果となるため、ダイレクトコンバージョン受信方式の低コストという利点を損なうことになり、現実的でない。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、従来のダイレクトコンバージョン受信機においては、受信機内の非線形回路、特に周波数変換器の2次の非線形成分によってシステム帯域内に存在する干渉波の2次歪出力が周波数変換後の所望周波数帯に出力されることにより、受信が困難になる。このため、ダイレクトコンバージョン受信機を干渉波が存在する実電波環境下で使用する場合には、従来のスーパーヘテロダイン受信機に比べて周波数変換器の非線形歪特性が問題となり、特に所望波に最も近接する周波数の干渉波、すなわち隣接チャネル干渉波入力時の歪特性を規定する隣接チャネル感度抑圧の仕様を満たすことが非常に難しくなる。

【0014】また、周波数変換器の線形性を高めようとすると、回路の消費電流の増加を招くと共に、調整部品の増加によるコスト高を招き、ダイレクトコンバージョン受信機の利点が損なわれるという問題点があった。

【0015】本発明は、このような従来の問題点を解決すべくなされたものであり、周波数変換器に対してコスト高の原因となる消費電流の増加や調整部品の増加を招くことなく、良好な線形性を確保することを可能とした歪補償方法及びこの歪補償方法を用いた無線受信装置を提供することを目的としている。

【0016】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するため、本発明は受信された高周波信号を低い周波数に変換する周波数変換器を含む無線受信装置において、高周波信号の受信エラーが連続して所定回数検出されたとき、周波数変換器を歪量が変化するように制御することによって周波数変換器の歪補償を行うことを特徴とする。

【0017】また、この歪補償方法を適用した本発明に係る無線受信装置は、情報信号により変調された高周波信号を受信する受信手段と、基準信号を発生する基準信号源と、受信手段により受信された高周波信号を基準信号により低い周波数に変換して出力すると共に、外部からの制御によって歪量に変化するように構成された周波数変換器と、この周波数変換器から出力される出力信号を受けて前記情報信号を復調する復調手段と、この復調手段の出力から高周波信号の受信エラーを検出するエラー検出手段と、このエラー検出手段により所定回数連続して受信エラーが検出されたとき、周波数変換器を歪量に変化するように制御する制御手段とを備えたことを特徴とする。

【0018】このように周波数変換器を外部からの制御によって歪量に変化し得るように構成し、受信エラーが所定回数連続して検出されたときに、その歪量を変化させるようにし、例えば歪量が許容値以下となった時点でその制御を停止すれば良好な線形性が確保され、正しい受信が可能となる。

【0019】また、このようにすると周波数変換器自体の線形性に対する要求が緩和され、コスト高の原因となる消費電流の増加や、調整部品の増加を招くことなく、良好な線形性を確保することができる。

【0020】本発明は、基準信号源で直交する第1および第2の基準信号を発生させ、周波数変換器として受信された高周波信号を第1および第2の基準信号により低い周波数に変換して出力すると共に、外部からの制御によって歪量に変化するように構成された第1および第2の周波数変換器を有し、これら第1および第2の周波数変換器から出力される出力信号を受けて情報信号を復調する構成の無線受信装置にも適用が可能であり、第1および第2の周波数変換器を歪量に変化するように制御する制御手段を備えればよい。

【0021】この場合、制御手段は第1および第2の周波数変換器に対して共通の制御信号を送出して共通に制御を行ってもよいし、それぞれ別の制御信号を送出して個別に制御を行うようにしてもよい。

【0022】また、周波数変換器を制御する制御手段は、その制御範囲内で周波数変換器が発生する歪の最大値に所定の所望波対歪比を加えた値の入力換算値に比較して測定された受信電界強度が小さい場合に、周波数変換器を歪量に変化するように制御するようにしてもよい。

【0023】さらに、周波数変換器を制御する制御手段は、デジタル信号からなる制御信号を出力し、この制御信号をその初期値の両隣のポイントから順次離れたポイントに向けて変化させるように構成してもよい。

【0024】

【発明の実施の形態】以下、図面を用いて本発明の実施の形態を説明する。

(第1の実施形態) 図1に、本発明に基づく歪補償方法を用いた無線受信装置であるダイレクトコンバージョン受信機の構成を示す。図1において、アンテナ101では情報信号(送信データ)により変調された高周波信号(RF信号)、例えばQPSK信号や $\pi/4$ -QPSK信号が受信される。アンテナ101から出力される受信RF信号は、高周波増幅器102で増幅された後、IQ周波数変換器103に入力される。

【0025】IQ周波数変換器103は、二つの周波数変換器104a、104bにより構成され、受信RF信号の搬送波周波数とほぼ同一周波数で発振するローカル発振器105および $\pi/2$ 移相器106により生成される 90° の位相差を有する二つのローカル信号(基準搬送波信号)と受信RF信号をミキシングすることによって、 90° の位相差を有する二つのベースバンド信号(I、Q信号)を出力する。なお、周波数変換器104a、104bを以後ミキサと称する。

【0026】ミキサ104a、104bから出力される二つのベースバンド信号は、ローパスフィルタ107a、107bをそれぞれ通過し、ベースバンド増幅器108a、108bにより増幅された後、A/D変換器109a、109bによりそれぞれデジタル信号に変換され、デジタル信号処理部110に入力される。デジタル信号処理部110は、復調器111と受信電界強度(RSSI)測定回路122とエラー検出回路113および制御部114により構成されている。

【0027】復調器111は、A/D変換器109a、109bからのデジタルベースバンド信号を復調し、元の送信データを再生する。例えば、受信RF信号がQPSK信号の場合には、復調器111は遅延検波や同期検波等により復調を行う。エラー検出回路113は、復調器111の復調結果121から受信エラー、すなわち受信RF信号のエラーを検出する。具体的には、エラー検出回路113では受信RF信号に含まれている既知信号部分のビットエラー率(BER)もしくはフレームエラー率(FER)を測定し、BERの値が所定値以上である場合には、その結果122を制御部114に送出する。

【0028】制御部114は、エラー検出回路113からのエラー検出結果122を受け、受信エラーが連続して所定回数検出された場合に、歪量制御信号123をIQ周波数変換器103に対して送出する。この歪量制御信号123を受けて、IQ周波数変換器103は歪量、特に2次歪量に変化するように制御され、結果として2次歪量が許容値以下となるように合わせ込みが行われる。

【0029】受信電界強度測定回路112は、アンテナ101の入力端におけるRF信号の受信電界強度の測定を行う。図2に、受信電界強度測定回路112の詳細な構成例を示す。この受信電界強度測定回路112では、

図1のA/D変換器109a, 109bの出力(I, Q信号)を受け、乗算器201a, 201bでI, Q信号についてそれぞれ2乗を計算した後、これらを加算器202で加算し、さらに平方根回路203により($I^2 + Q^2$)の平方根を計算する。そして、平方根回路203で求められた値を比較器204でメモリ205に格納された規定値と比較して、その結果を制御部114に送る。

【0030】なお、アンテナ101の入力端での受信電界強度を算出するには、例えば受信電界強度測定回路112の出力電圧レベルからA/D変換器109a, 109bまでの信号経路の総合利得を差し引く操作をすればよい。

【0031】次に、図3を用いてI/Q周波数変換器103について説明する。I/Q周波数変換器103は、図1の制御部114から送出されてくる歪量制御信号123に従って2次歪の歪量が増減するように構成されたものであり、図3にI/Q周波数変換器103を構成するミキサ104a, 104bの具体的な構成例を示す。

【0032】2次歪の歪量を制御するための具体的な回路構成の一例として、文献2: T. Yamaji, H. Tanimoto, and H. Kokatsu: "An I/Q active balanced harmonic mixer with IM2 cancellers and a 45° phase shifter", IEEE ISSCC '98 Dig. Tech. Papers, SP 23.3, 1998. に開示された回路構成が考えられているが、これを示したのが図3である。

【0033】図3は、ミキサ104a, 104bの一つを示したもので、二組の差動対トランジスタQ1, Q2およびQ3, Q4を主体として構成された平衡型ミキサである。図1の高周波増幅器102からの受信RF信号は、差動信号の形式でトランジスタQ1, Q3のベース間に入力され、ローカル(LO)信号はトランジスタQ2, Q4のベースに入力される。差動対トランジスタQ1, Q2の共通エミッタは、トランジスタQ5と抵抗R1による電流源に接続され、同様に差動対トランジスタQ3, Q4の共通エミッタは、トランジスタQ6と抵抗R2による電流源に接続されている。トランジスタQ5, Q6のベースには、一定のバイアス電圧Vbが与えられている。トランジスタQ1とQ4の共通コレクタおよびトランジスタQ2とQ3の共通コレクタは、それぞれ負荷抵抗R3, R4に接続されると共に、増幅器Aと抵抗R5, R6からなる出力回路に接続され、この出力回路から出力端子OUTに周波数変換された信号が出力される。

【0034】そして、二つの電流源を構成するトランジスタQ5, Q6のエミッタ間に、歪量調整用の可変電流源CSが接続されている。この可変電流源CSの電流値を調整することにより、二組の差動対トランジスタQ1, Q2とQ3, Q4へのバイアス電流のバランス調整がなされることによってミキサの歪量、特に2次歪量が

変化する構成となっている。なお、可変電流源CSの電流値をミキサバイアスという。このミキサバイアスは、図1の制御部114からの歪量制御信号123に従って制御されることになる。

【0035】なお、本発明による歪補償方法が適用可能なミキサの構成は、図3に示す例に限られるものではなく、外部からの制御信号によって2次歪量が調整可能なものであれば、どのような構成でも構わない。

【0036】次に、図4を用いてミキサ104a, 104bで発生する2次歪とその歪量の制御法および歪量制御による出力の変化について説明する。図4は、図3に示した2次歪量調整機能を備えたミキサの所望波出力、干渉波出力および2次歪出力の測定結果を示し、縦軸は出力レベル(dBμ)、横軸は歪量制御信号123のレベル(IM2制御信号コード)である。この例では、歪量制御信号123は3ビットのデジタル信号からなるコード(IM2制御信号コード)で与えられており、図4の横軸に「0」～「7」で示される $2^3 = 8$ 個の値をとる。なお、以下の説明では簡単のため、図4の所望波出力、干渉波出力および2次歪出力は、ミキサの回路の飽和による利得抑圧(gain compression)を受けていないものとする。

【0037】図4において、401が干渉波出力、402が干渉波出力401によって発生する2次歪出力、403は所望波出力である。図4中の所望波出力403のレベルは、受信感度入力(最小信号入力)レベル時の値なので、所望波出力403のレベルがこれよりも小さい場合は考えなくてよい。また、D/Iは図4の場合はミキサの出力側で見た所望波対干渉波比である。このD/Iの値は、前述のように50～60dBの範囲にあることが系統的に仕様として求められる。

【0038】このとき、2次歪出力402の許容値404は所望波出力403から前述のように15dB程度の所要D/U405を差し引いた値となり、この許容値404以下に2次歪出力402を抑圧することがミキサの2次歪量に対する要求仕様となる。ここで、ミキサの歪み抑圧度を表現する2次歪抑圧値IM2は、干渉波出力401と2次歪出力許容値404の差分となる。

【0039】図4の例では、IM2制御コードを「6」に設定した場合に2次歪出力402は最小値409が得られている。また、IM2制御コードを「0」に設定した場合に、2次歪出力402は最大値406が得られている。図4の例によれば、全体の傾向としてIM2制御コード「6」を中心として、2次歪出力402が劣化している様子が分かる。さらに詳しく述べると、IM2制御コード「4」「5」「6」「7」で、2次歪出力402は許容値404以下に抑えられており、IM2制御コード「0」「1」「2」「3」で、2次歪出力402は許容値404を越えていることが分かる。

【0040】2次歪出力402が最大値406のときで

も所望波を正しく受信できるようにするためには、この許容値404に所要D/U408を加えたレベル407以上が所望波出力403として必要となる。逆に、所望波出力403がレベル407よりも下回っている場合には、IM2制御コードを2次歪出力402がその許容値404以下となる「4」「5」「6」「7」のいずれかに変化させる必要がある。すなわち、2次歪出力402が最大値406のとき、所望波出力403がレベル407よりも下回ってする場合には、ミキサに対して歪量制御信号123を送出して2次歪量を調整し低減させればよい。一方、2次歪出力402が許容値404以下でない場合には、IM2制御コードを「4」「5」「6」「7」のいずれかに移動させればよい。

【0041】次に、本発明に基づく歪補償方法の具体的な手順を説明するために、図5～図9を用いて本発明による歪補償シーケンスを含む種々の通話シーケンスについて説明する。

(図5の通話シーケンスについて) 図5は、TDMA/TDDシステムやTDMA/FDDシステムにおいて、基地局が1周波数で複数のタイムスロットを持つコードレス電話等での使用が考えられる通話シーケンスに、本発明の歪補償方法に基づく歪補償シーケンスを付加した形になっている。以下、図5の歪補償シーケンスを含む通話シーケンスについて説明する。

【0042】まず、最初にステップ501で端末の電源をONとし、ステップ502で基地局(BS)から送信されるコントロールチャネル(CCH)を捕捉して、基地局とのリンク(リンクチャネル)を確立する。その後、ステップ503でトラフィックチャネル(TCH)送受信となり、通話状態に入る。通話状態では、図1中のエラー検出回路113により受信エラー、つまり受信信号の既知信号部分を利用してビットエラー率(BER)もしくはフレームエラー率(FER)を測定する。ここでは、CRC(Cyclic Redundancy Code)によるエラー検出を想定している。

【0043】ステップ504でCRCエラーが検出された場合には、次のステップ505でCRCエラー累積回数MをM=M+1のようにインクリメントする。また、ステップ505ではCRCエラー累積回数Mと同時に、歪補償シーケンス516で使用するCRCエラー検出回数Lもインクリメントする。

【0044】CRCエラーの原因とその対策としては、以下の3つが考えられる。

(E1) 干渉波が同時刻で所望波に重畳している場合：これに対しては、送受信スロット(時間)を変える必要がある。

(E2) 信号レベルが小さく、熱雑音によってCRCエラーが発生している場合：この場合は、基地局(周波数)を変更する。

(E3) 2次歪が発生している場合：これは図4で2次

歪出力402が許容値404を上回っている場合に発生する。これに対しては2次歪補償、すなわちミキサ104a、104bの2次歪量の制御を行う。

【0045】ここで、本実施形態は(E1)と(E2)に関しては従来方式と同様であり、(E3)のためのシーケンスとして、本発明に基づいて図5中に示す歪補償シーケンス516が追加されている。この歪補償シーケンス516については、後に詳しく説明する。

【0046】ステップ504でCRCエラーを検出すると、ステップ506で受信電界強度(RSSI)を測定し、ステップ507で所定レベルR1との比較を行う。RSSIが所定レベルR1よりも小さい場合には、ステップ508でNの値をインクリメントする。なお、NはRSSIが所定レベルR1より小さくなった回数である。この操作は、後にCRCエラーの原因が(E1)、(E2)のいずれによるものかを判定するために必要である。

【0047】次に、ステップ505でCRCエラー検出時にインクリメントされたCRCエラー累積回数Mの値をステップ509で規定数M1と比較し、Mが規定数M1よりも大きい場合(YES)には、次のステップ510の判定結果に従ってステップ511の「スロット変更要求」か、ステップ513の「周波数変更要求」のいずれかに進む。

【0048】すなわち、ステップ510でRSSIが所定レベルR1より小さくなった回数Nが規定数N1よりも多い場合(YES)には、RSSIが規定値よりも小さく、(E2)：信号レベルが小さく、熱雑音によってCRCエラーが発生していると判定する。

【0049】逆に、ステップ510でRSSIが所定レベルR1より小さくなった回数Nが規定数N1よりも少ない場合(NO)には、(E1)：RSSIが規定値よりも大きく、干渉波が同時刻で所望波に重畳していると判定する。

【0050】ステップ510の判定結果が(E2)の場合、つまり信号レベルが小さく、熱雑音によってCRCエラーが発生している場合には、ステップ513に進んでBSに対して周波数変更要求を出し、ステップ514で周波数変更(ハンドオフ)を行い、さらにステップ515でCCHを捕捉して通話リンクを確立した後、ステップ503の「TCH送受信(通話)」に戻る。

【0051】一方、ステップ510の判定結果が(E1)の場合、つまりRSSIが規定値よりも大きく、干渉波が同時刻で所望波に重畳している場合には、ステップ511に進みBSに対してスロット変更要求を送信する。その後、BSからの指示によりステップ512でスロット変更を行った後、ステップ503の「TCH送受信(通話)」に戻る。

【0052】なお、CRCエラー累積回数Mと、RSSIが所定レベルR1より小さくなった回数Nの値は、ス

ステップ504でCRCエラーが所定時間にわたり検出されなかった場合（図示せず）にクリアされ、またステップ512の「スロット変更」あるいはステップ515の「CCH捕捉」の後にもクリアされる。

【0053】次に、図5中の歪補償シーケンス516について説明する。従来の通話シーケンスでは、ステップ509でCRCエラー累積回数Mが規定数M1に達しない場合はステップ503の「TCH送受信（通話）」に戻り、CRCエラー累積回数MがM1に達するまでステップ503からステップ509までの処理を単純に繰り返していた。これに対し、本実施形態ではステップ509でCRCエラー累積回数Mが規定数M1に達したと判断するまで、歪補償シーケンス516を通過してステップ503に戻る。

【0054】歪補償シーケンス516では、ステップ517でCRCエラー回数Lを規定数L1と比較する。CRCエラー回数Lは、CRCエラー検出毎にステップ516でCRCエラー累積回数Mと共にインクリメントされている。ここで、次の手順が実行される。

【0055】・CRCエラー回数Lが規定数L1を超えない場合—制御部114からIQ周波数変換器103へ送出する歪量制御信号123の値（ミキサバイアス）を現在の値のまま保持する。

【0056】・CRCエラー回数Lが規定数L1を超えた場合—制御部114からIQ周波数変換器103へ送出する歪量制御信号123の値（ミキサバイアス）を変化させ、ミキサ104a、104bで発生する2次歪の量を調整する（ステップ518）。このとき、同時にLの値がクリアされる。

【0057】すなわち、CRCエラーが検出された場合、CRCエラー回数Lが規定数L1に達する毎に、歪量制御信号123の値を変化させてミキサバイアスを変更する（ステップ518）。そして、ステップ509でCRCエラー累積回数Mが規定数M1に達したと判定されるまで、ミキサ104a、104bで発生する2次歪の量を変化させ、TCH送受信（ステップ503）、CRCエラー検出（ステップ504）を続ける。ここで、CRCエラー検出（ステップ504）で所定時間にわたりCRCエラーが検出されなければ、従来の通話シーケンスと同様に、CRCエラー累積回数M、RSSIが所定レベルR1より小さくなった回数N、およびCRCエラー回数Lの値をクリアし（図示せず）、TCH送受信（ステップ503）を続行する。

【0058】次に、CRCエラー累積回数Mの規定数M1と、歪補償シーケンス516で用いるCRCエラー回数Lの規定数L1との関係について説明する。今、歪制御信号123として、図4の横軸に示すIM2制御コードを考えた場合、IM2制御コード（＝ミキサ104a、104bのバイアス）をCRCエラー累積回数Mの上限である規定数M1の間で均等に割り振り、各ミキサ

バイアスの下でCRCエラー検出を行うのが好適である。すなわち、 $L1 = M1 \div (\text{設定可能なミキサバイアス値の数} = \text{IM2制御コード数})$ とするのがよい。例えば、図4の例ではIM2制御コード数が8値なので、 $L1 = M1 \div 8$ として、CRCエラー検出を行いながら、2次歪量の調整を行うのがよい。

【0059】なお、実際の通話中、2次歪出力402は許容値404を越えていても、極端に大きくなっていることはなく、IM2制御コードも2次歪出力402が比較的小さな値となるように設定されていると考えられる。このため、現在のIM2制御コード（初期値）が例えば図4のコード「5」の状態にあるような場合、その両隣のコード「4」「6」で2次歪出力402がより小さくなる可能性が高い。従って、IM2制御コードを変更するときには、両隣のコード「4」「6」に時間を多く割り当てる、言い換えれば、CRCエラー検出回数Lの規定値L1をより多く割り振るようにすることが有効である。この時間配分、つまり規定値L1の割り当ての設定は、実際に使用するミキサ104a、104bからの2次歪出力402の状態によって決めればよい。

【0060】また、同様の理由から、IM2制御コードを変更するときには、制御コードの初期値の両隣のポイントから順次離れたポイントに向けて変化させるようにすることが有効である。例えば、IM2制御コードの初期値が「4」の場合、「4」→「3」→「5」→「2」→「6」→「1」→「7」→「0」のようにジグザクに制御コードを変化させるようにすればよい。

【0061】このように図5に示した通話シーケンスによると、図4に示すように制御信号（OM2制御コード）の制御範囲内で2次歪出力402が許容値404以下となる点が少なくとも1つ存在すれば、前述した（E3）：「2次歪が発生している場合」の誤り劣化要因は自動的に除去され、2次歪による受信特性の劣化を回避することができる。

【0062】（図6の通話シーケンスについて）次に、図6の通話シーケンスについて、図5と同一の処理ステップに同一符号を付して説明する。図6の通話シーケンスでは、歪補償シーケンス601が図5中の歪補償シーケンス516と異なっており、ステップ518でミキサバイアス変更に進む前に、ステップ602でRSSIの積分値ΣPを所定レベルR2と比較し、ΣPがR2よりも小さい場合にのみステップ518に進み、ΣPがR2以上の場合には、そのままステップ503の「TCH送受信（通話）」に戻る。ここで、所定レベルR2は $R2 = 2\text{次歪出力最大値}406 + \text{所要}D/U408$ に設定される。

【0063】このように図6の通話シーケンスでは、CRCエラーが検出され、かつRSSIの積分値ΣPが所定レベルR2に満たない場合にのみ、制御部114から歪量制御信号123を送出し、ミキサバイアスの2次歪

量の調整を行う。RSSIの積分値 ΣP が所定レベルR2が以上であれば、所要D/U408が得られていると考えられるため、少なくとも2次歪によるCRCエラーは発生していないと考えてよいからである。この操作により、少なくともレベルの高い干渉波によって発生する2次歪の誤調整を減らすことが可能となる。なお、このとき ΣP はそれまでの間、ステップ506で検出されていた受信電界強度(RSSI)の平均値とすればよい。

【0064】(図7の通話シーケンスについて)本発明の歪補償方法を図1に示したようなダイレクトコンバージョン受信機に適用する場合には、DCオフセット補償の後に歪補償を行うようにするとより効果的である。

【0065】図7は、このような通話シーケンスの例であり、図5のシーケンスに加えて、ステップ501の電源ONの後に、ダイレクトコンバージョン受信機のDCオフセット出力値を予め観測してメモリしておくステップ701と、こうして観測されたDCオフセットを除去しながらCCH捕捉を行うステップ702をステップ503のTCH送受信(通話)の前段階に追加している。

【0066】なお、DCオフセット観測ステップ701とDCオフセット除去・CCH捕捉ステップ702の具体的な方法については、特願平8-160368号「直流オフセット除去機能を備えた受信機およびこれを用いた通信システム」に記載された手法を利用することが可能である。

【0067】(図8の通信シーケンスについて)図7の通話シーケンスにおいては、DCオフセット除去・CCH捕捉ステップ702の処理を行っている間に、レベルの高い干渉波が存在し、この干渉波によって発生する2次歪出力によりCCH捕捉ができなくなる可能性もある。このような場合には、ステップ702のDCオフセット除去・CCH捕捉の手順に、新たな歪補償シーケンスを適用すればよい。

【0068】図8は、このような通話シーケンスの例であり、ステップ702でCCH捕捉がなされたかどうかをステップ801で判断し、CCH捕捉がなされない場合には新たな歪補償シーケンス802に進む。この歪補償シーケンス802では、 t をインクリメントし(ステップ803)、さらにステップ804で $t > T$ の比較を行い、規定時間T毎にミキサバイアスを変更する(ステップ805)。

【0069】2次歪出力402が許容値404未満となるIM2制御コードは必ず存在するので、このミキサバイアスの変更により、仕様以上の干渉波が存在しない場合には、必ずステップ801でCCH捕捉がなされたと判定され、ステップ503のTCH送受信に進むことが可能となる。

【0070】(図9の通話シーケンスについて)上述した図5～図8の通話シーケンスでは、1つのスロットで送受信を行っている間に歪補償シーケンスを実行した

が、複数のスロットまたは全スロットについて送受信を行いながら歪補償シーケンスを実行するようにしてもよい。

【0071】図9は、このような通話シーケンスの例であり、DCオフセット除去・CCH捕捉ステップ702の後に、ステップ901でスロット番号Sを0に設定し、次のステップ902でスロット番号Sの値をインクリメントして、ステップ903の「TCH送受信(通話)」に移り、この後、ステップ904でCRCエラーの検出と受信電界強度(RSSI)の検出を行う。そして、ステップ905でスロット番号Sが所定値S1に達したと判断されるまで、歪補償シーケンス906を実行する。

【0072】歪補償シーケンス906では、ステップ907でCRCエラーが検出され、かつステップ908でRSSIが所定レベルR1よりも小さいと判定された場合、ステップ909で先と同様にミキサバイアスの変更を行い、ステップ902に戻る。

【0073】次に、ステップ905でスロット番号Sが所定値S1に達すると、ステップ910でCRCエラー累積回数Mが規定数M1に達したと判断されるまで、ステップ911でスロット番号Sを0にクリアし、ステップ902～906の処理を繰り返す。

【0074】ステップ905でCRCエラー累積回数Mが規定数M1に達するとステップ912に移り、RSSIの平均値 $mean(RSSI)$ と規定値 R_i を比較する。このステップ912は、図6のステップ602と同様であり、この判定結果に従ってステップ511の「スロット変更要求」か、ステップ513の「周波数変更要求」のいずれかに進む。

【0075】すなわち、ステップ912で $mean(RSSI)$ が R_i より大きい場合(NO)には、(E1):RSSIが規定値よりも大きく、干渉波が同時刻で所望波に重畳していると判定してステップ511に進み、BSに対してスロット変更要求を送信する。その後、BSからの指示によりステップ512でスロット変更を行った後、ステップ901に戻る。

【0076】逆に、ステップ912で $mean(RSSI)$ が R_i より小さい場合(YES)には、RSSIが規定値よりも小さく、(E2):信号レベルが小さく、熱雑音によってCRCエラーが発生していると判定してステップ513に進み、BSに対して周波数変更要求を出し、ステップ514で周波数変更(ハンドオフ)を行い、さらにステップ515でCCHを捕捉して通話リンクを確立した後、ステップ5901に戻る。

【0077】なお、以上説明した図5～図9の通話シーケンスを適宜組み合わせることも可能である。

(第2の実施形態)図10に、本発明の第2の実施形態に係るダイレクトコンバージョン受信機の構成を示す。先に説明した第1の実施形態では、IQ周波数変換器1

03のミキサ104a、104bの2次歪特性（図4の2次歪出力402の特性）は同じと仮定して、制御部114から歪量制御信号123をミキサ104a、104bに共通に与えることで、同じ制御をかけるようにしている。同じロットのICではミキサ104a、104bの2次歪特性は似通っているため、通常は、このように同じ歪量制御信号123をミキサ104a、104bに対して用いることができる。

【0078】これに対し、IQ周波数変換器103の各ミキサ104a、104bで2次歪特性が異なる場合には、図10に示すように制御部114からミキサ104a、104bに対して個々に歪量制御信号123a、123bを供給し、I、Qチャンネル独立に2次歪量の制御を行うことが望ましい。

【0079】この場合、図4に示した8値のIM2制御コードの例では、制御コードを最悪 $8 \times 8 = 64$ 回変化させる必要があり、制御に時間がかかる。しかし、前述したように実際の通話中、2次歪出力402は許容値404を越えていても、IM2制御コードは2次歪出力402が比較的小さな値となるように設定されていると考えられるので、実際には制御コードの現在の値（初期値）の両隣のポイントから始めて変化させることが制御コードの変化の回数を減らすために有効である。この手法によって、例えばI、Q共3点ずつ、すなわち $3 \times 3 - 1$ （現在分）= 8回だけIM2制御コードを変化させるのみで、2次歪出力402を許容値404未満に追い込むことが可能となる。

【0080】（第3の実施形態）本発明による歪補償方法は、ダイレクトコンバージョン受信機以外の例えばスーパーヘテロダイン受信機で用いられる周波数変換器（ミキサ）で発生する任意の次数の歪補償についても、同様に有効である。図11は、本発明の第3の実施形態として、本発明による歪補償方法を適用したスーパーヘテロダイン受信機の構成を示している。

【0081】図11において、アンテナ301で情報信号（送信データ）により変調された高周波信号（RF信号）が受信され、このアンテナ301から出力される受信RF信号は高周波増幅器302で増幅され、さらに高周波フィルタ303でイメージ信号が取り除かれた後、第1周波数変換器（第1ミキサ）304でローカル発振器305から供給されるローカル信号（基準信号）とミキシングされて第1中間周波信号に周波数変換される。

【0082】第1ミキサ304からの第1中間周波数信号は、中間周波フィルタ306でイメージ信号が取り除かれ、さらに必要に応じて中間周波増幅器307で増幅された後、第2周波数変換器（第2ミキサ）308でロ

ーカル発振器309から供給されるローカル信号（基準信号）とミキシングされて第2中間周波信号に周波数変換される。

【0083】第2ミキサ308からの第2中間周波信号は、中間周波フィルタ310で所望のチャンネルが選択され、さらに中間周波増幅器311で増幅された後、A/D変換器312でデジタル信号に変換され、デジタル信号処理部313に入力される。デジタル信号処理部313では、図1に示したダイレクトコンバージョン受信機と同様に、少なくとも復調器111と受信電界強度（RSSI）測定回路122とエラー検出回路113および制御部114を備えている。

【0084】ここで、スーパーヘテロダイン受信機では通常、第1ミキサ304で発生する3次歪が問題となるため、歪量制御信号323によってミキサ304を3次歪出力が変化するように制御すればよい。この制御方法は、ダイレクトコンバージョン受信機の場合と同様である。

【0085】また、図11では高周波段の第1ミキサ304に対してのみ歪量の制御を行っているが、中間周波段の第2ミキサ308に対して歪量の制御を行ってもよい。また、制御や判定は複雑になるが、第1ミキサ304および第2ミキサ308の両方に制御をかけることもできる。

【0086】以上説明したように、本発明の実施形態によれば、個々の回路デバイスに対する最小限必要な特性は周波数変換器（ミキサ）の回路単体で保証し、高精度な合わせ込みはシステム的に補償することにより、周波数変換器単体、デバイスレベルでの必要以上の高精度化、調整は不要にも拘わらず、良好な線形性が得られるため、小形化、低価格化、さらに量産化に適した無線機用回路を実現することができる。また、温度変化、実使用環境の変化等によって、周波数変換器の歪特性が変化してしまう場合でも、本発明による歪補償方法に従って適宜、歪量の制御を行うことにより、常時良好な歪特性を実現することが可能となる。

【0087】

【実施例】上述した実施形態に基づき、実際のPHS向けのダイレクトコンバージョン受信機用周波数変換器（ミキサ）について、干渉波入力レベル、受信感度入力レベル、入力換算した2次歪許容値、入力換算した2次歪レベル、RSSI規定値について検討した。図12は、図4に示した本発明による歪補償方法を適用した周波数変換器（ミキサ）の所望波出力、干渉波出力、2次歪出力の測定例をRF入力換算した結果である。

【0088】ここで、

: 69 dBμ

: 19 dBμ

: 50 dB

: 65 dB

干渉波入力レベル1201

受信感度入力レベル1203

所望波対干渉波比D/I

2次歪抑圧値IM2

| | |
|--------------------|-------------------|
| 入力換算した2次歪許容値1204 | : 4 dB μ |
| 所要D/U1205 | : 15 dB |
| 入力換算した2次歪最大値1206 | : 11 dB μ |
| 入力換算した2次歪出力最小値1209 | : -14 dB μ |
| 入力換算した2次歪レベル1202 | : -14~11 dB μ |
| 所要入力信号レベルの最大値1207 | : 26 dB μ |

となる（尚、上記数値には、熱雑音の劣化分は省略してある）。

【0089】図12に示すように、入力換算した2次歪レベル1202は、IM2制御信号コードが「4」

「5」「6」「7」の場合に、入力換算した許容値1204を満足しており、本発明の歪補償方法により、2次歪の影響を実際に除去できていることが分かる。なお、本発明による歪補償方法は、周波数変換器（ミキサ）以外の回路で発生する歪に対しても有効に活用できることは以上の説明からも明らかである。

【0090】

【発明の効果】以上説明したように、本発明では個々の周波数変換器の回路デバイスに対する最小限必要な歪特性の保証は周波数変換器の回路単体で行い、歪特性の高精度な合わせ込みはシステム的に補償する。従って、周波数変換器単体、デバイスレベルでの必要以上の高精度化、調整は不要にも拘わらず、良好に線形性が得られ、小形化、低価格化、さらに量産化に適した無線機を実現することができる。

【0091】また、温度変化、実使用環境の変化等によって、周波数変換器の歪特性が変化してしまう場合でも、本発明による歪補償方法によって適宜歪制御を行うことにより、常に良好な歪特性を実現できるという効果がある。

【0092】さらに、本発明の歪補償方法は汎用性があり、周波数変換器以外の回路で発生する歪の補償、さらにダイレクトコンバージョン方式、スーパーヘテロダイン方式等の種々の受信方式で問題となる歪の補償について適用が可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による歪補償方法を用いたダイレクトコンバージョン受信機の一実施形態の構成を示すブロック図

【図2】図1における受信電界強度測定回路の構成を示すブロック図

【図3】2次歪量制御機能を有する周波数変換器の一例を示す回路図

【図4】本発明による歪補償方法を適用した周波数変換器の所望波出力、干渉波出力および2次歪出力の測定例を示す図

【図5】同実施形態に係る歪補償シーケンスを含むダイレクトコンバージョン受信機の通話シーケンスの第1の例を示すフローチャート

【図6】同実施形態に係る歪補償シーケンスを含むダイ

レクトコンバージョン受信機の通話シーケンスの第2の例を示すフローチャート

【図7】同実施形態に係る歪補償シーケンスを含むダイレクトコンバージョン受信機の通話シーケンスの第3の例を示すフローチャート

【図8】同実施形態に係る歪補償シーケンスを含むダイレクトコンバージョン受信機の通話シーケンスの第4の例を示すフローチャート

【図9】同実施形態に係る歪補償シーケンスを含むダイレクトコンバージョン受信機の通話シーケンスの第5の例を示すフローチャート

【図10】本発明による歪補償方法を用いたダイレクトコンバージョン受信機の実施形態の構成を示すブロック図

【図11】本発明による歪補償方法を用いたスーパーヘテロダイン受信機の一実施形態の構成を示すブロック図

【図12】本発明による歪補償方法を用いた周波数変換器の所望波出力、干渉波出力および2次歪出力の測定例をRF入力換算して示す図

【図13】従来のダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図

【図14】従来のダイレクトコンバージョン受信機の問題点を説明するための所望波と干渉波とのレベル関係および周波数変換後の所望波と2次歪の関係を示す図

【図15】ミキサのRF信号入出力、ローカル信号入出力を示すブロック図

【符号の説明】

- 101…アンテナ
- 102…高周波増幅器
- 103…IQ周波数変換器
- 104a, 104b…ミキサ
- 105…ローカル発振器
- 106…90°移相器
- 107a, 107b…ローパスフィルタ
- 108a, 108b…ベースバンド増幅器
- 109a, 109b…A/D変換器
- 110…デジタル信号処理部
- 111…復調器
- 112…受信電界強度測定回路
- 113…エラー検出回路
- 114…制御部
- 123, 123a, 123b…歪量制御信号
- 201a, 201b…乗算器
- 202…加算器

203…平方根回路

204…比較器

205…メモリ

301…アンテナ

302…高周波増幅器

303…高周波フィルタ

304, 308…ミキサ

305, 309…ローカル発振器

306, 310…中間周波フィルタ

307, 311…中間周波増幅器

312…A/D変換器

313…デジタル信号処理部

323…歪量制御信号

D/I…所望波対干渉波比

fD…所望波の周波数

fI…干渉波の周波数

401…干渉波出力

402…2次歪出力

403…所望波出力

404…2次歪出力の許容値

405…所要D/U

406…2次歪出力最大値

407…所望波出力

408…所要D/U

409…2次歪出力最小値

410…RSSI規定値

IM2…2次歪抑圧値

1201…干渉波入力レベル

1202…入力換算した2次歪レベル

1203…受信感度入力レベル

1204…入力換算した2次歪許容値

1205…所要D/U

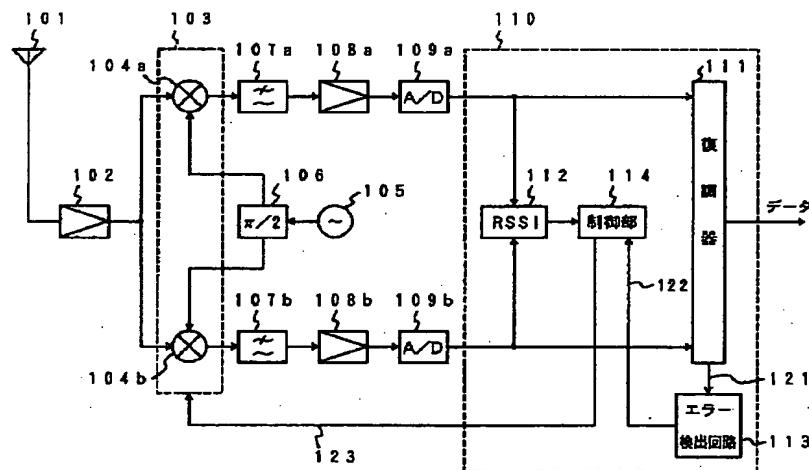
1206…入力換算した2次歪最大値

1207…所要入力信号レベルの最大値

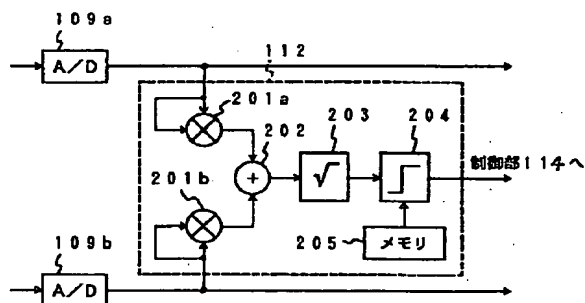
1208…所要D/U

1210…RSSI規定値

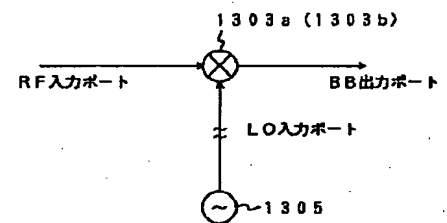
【図1】



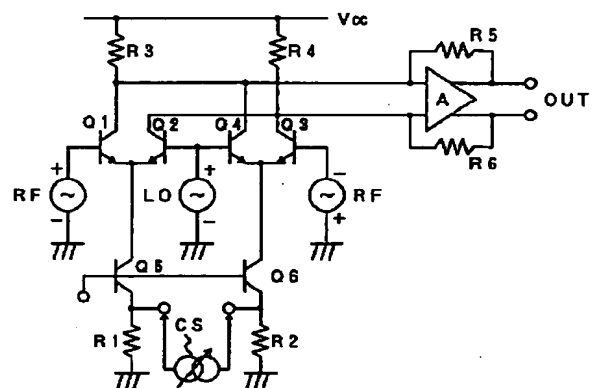
【図2】



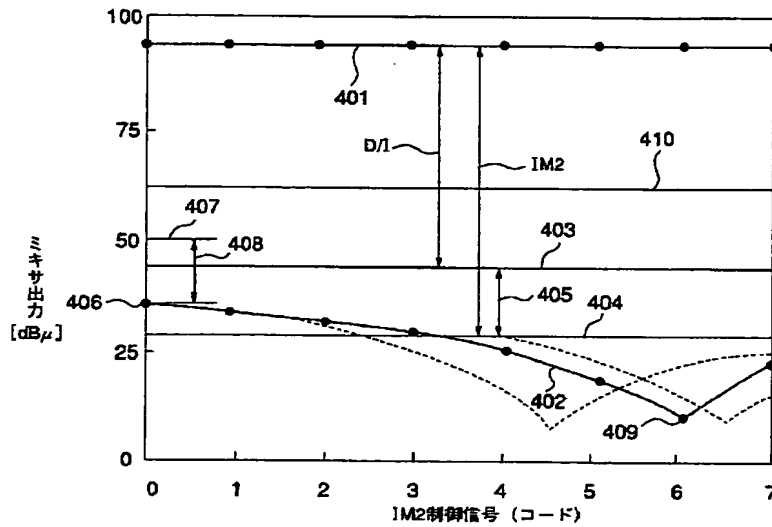
【図15】



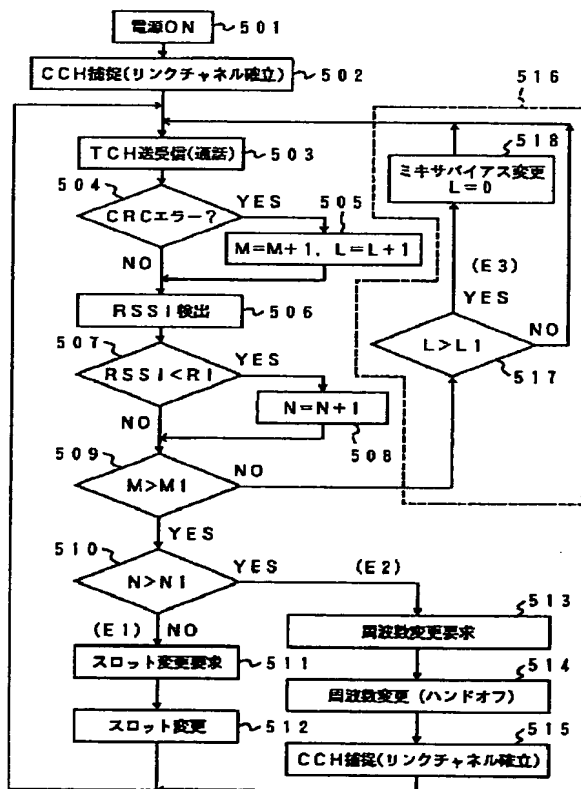
【図3】



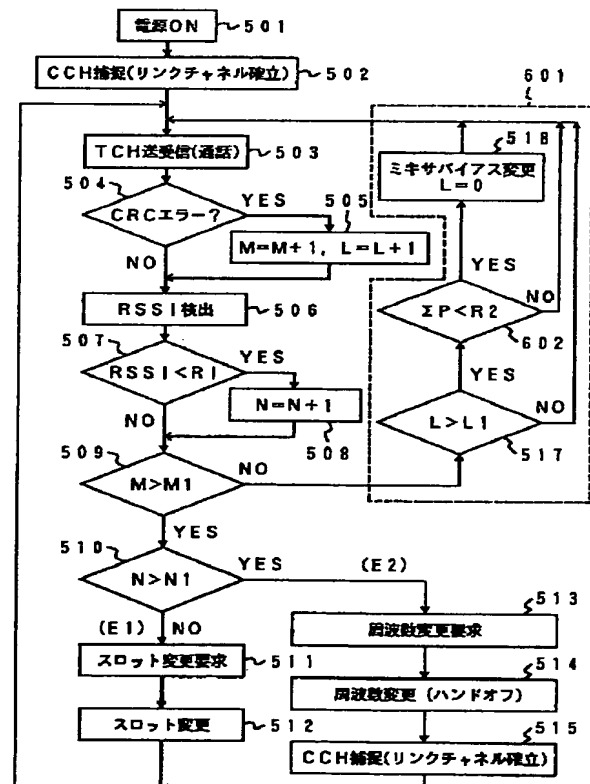
【図4】



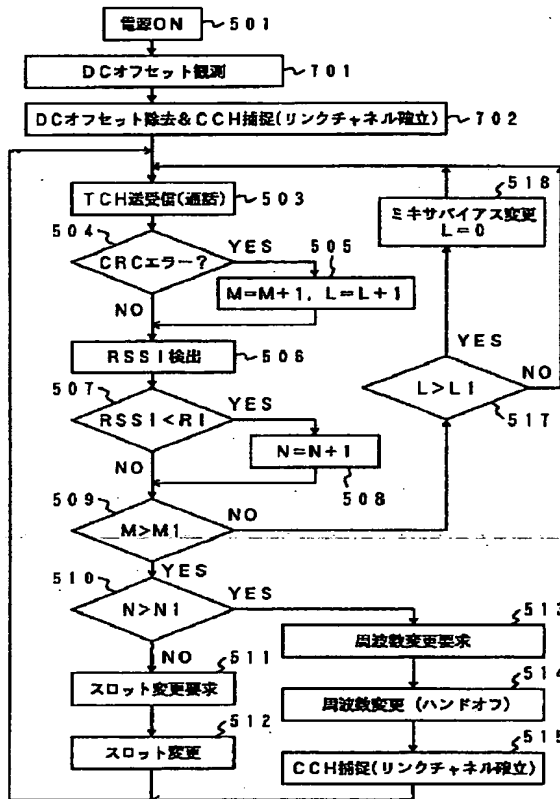
【図5】



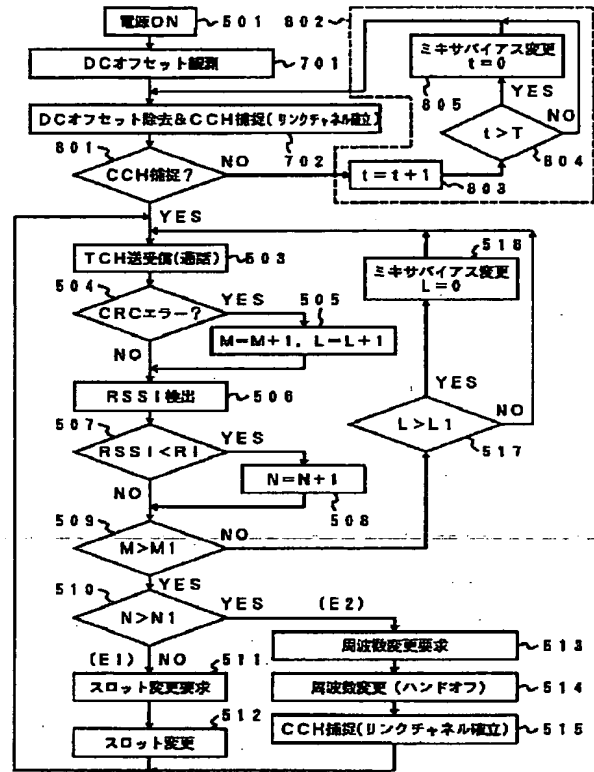
【図6】



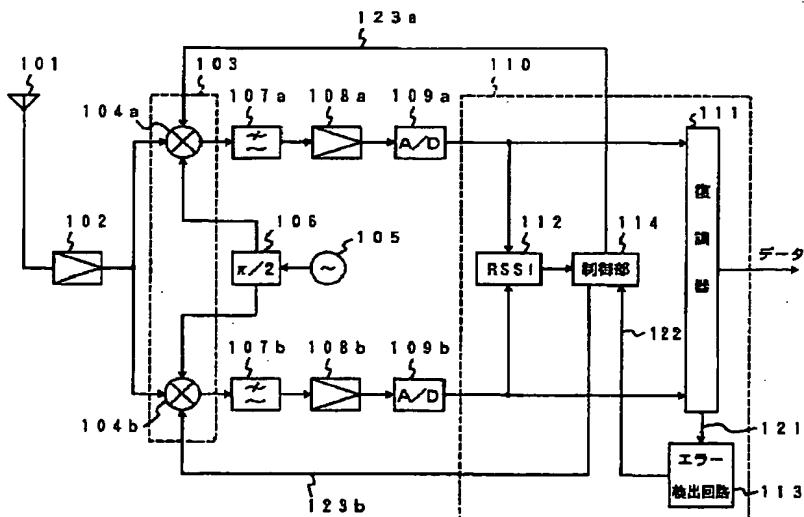
【図7】



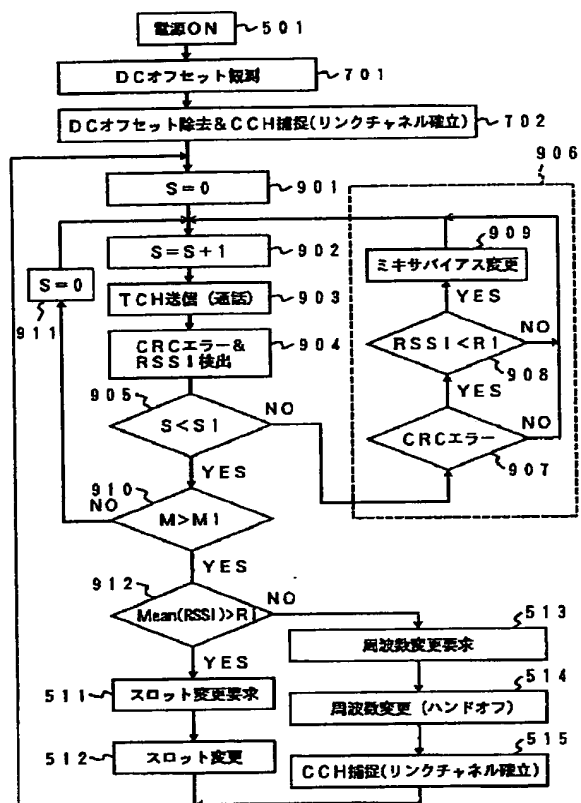
【図8】



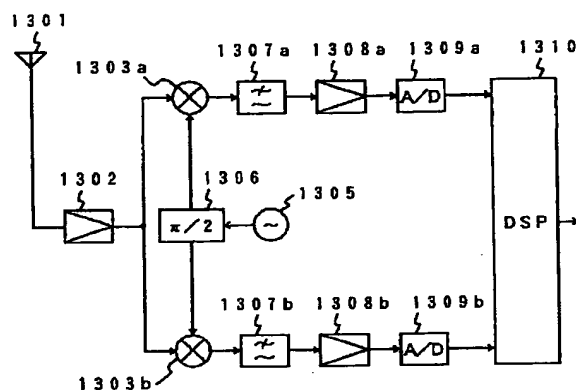
【図10】



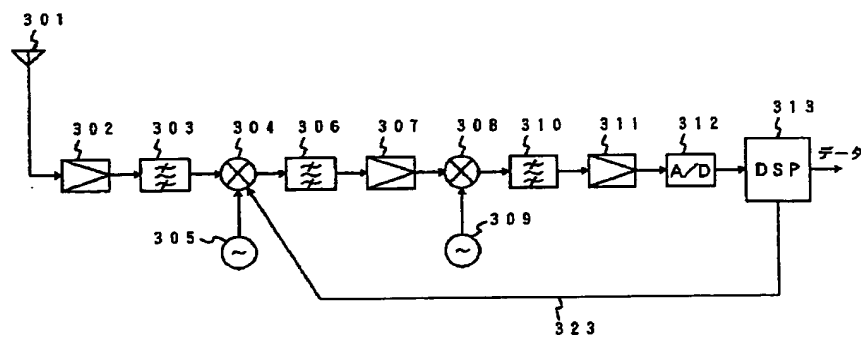
【図9】



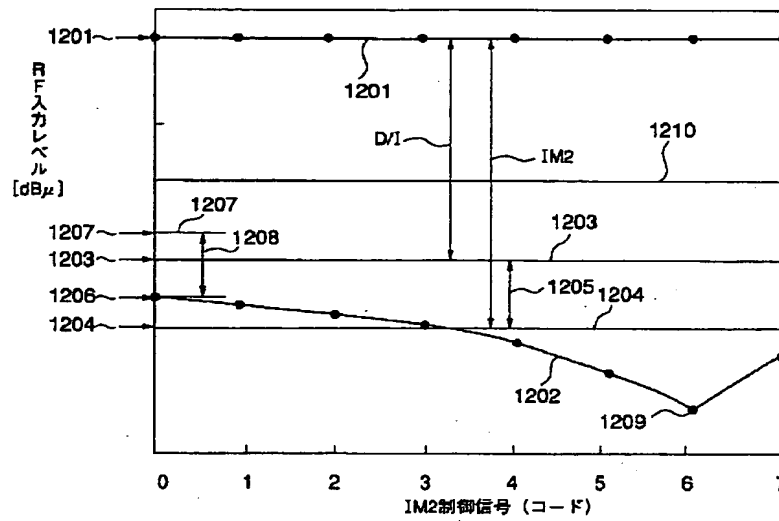
【図13】



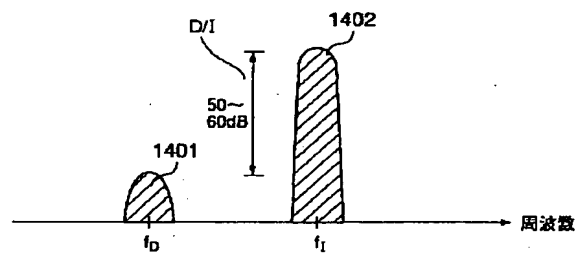
【図11】



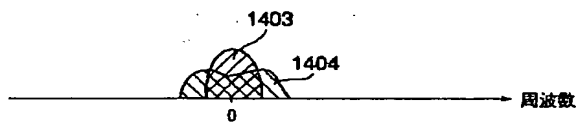
【図1.2】



【図1.4】



(a)



(b)

フロントページの続き

(72)発明者 小倉 みゆき
東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株
式会社東芝日野工場内

Fターム(参考) 5K004 AA05 FA05 FA06 FD05 FG02
FH01 FH06
5K014 AA01 BA06 EA08 HA06
5K020 AA08 DD01 DD05 DD25 EE05
EE16 FF02 LL00

inis Page Blank (uspto)